

Requested Patent: JP59090401A
Title: COAXIAL PHASE SHIFTER ;
Abstracted Patent: JP59090401 ;
Publication Date: 1984-05-24 ;
Inventor(s): IIDA MITSUMOTO; others: 01 ;
Applicant(s): NIPPON DENKI KK; others: 01 ;
Application Number: JP19820200119 19821115 ;
Priority Number(s): ;
IPC Classification: H01P1/18 ;
Equivalents: JP1029321B, JP1548076C ;

ABSTRACT:

PURPOSE: To attain phase shift without loss due to reflection and leakage in the transmission of high power microwave by providing a coaxial stub having a branch line of 1/4 wavelength and connecting freely slidably a transmission line for changing the length of line to at least one of an input and an output terminal of said stub in the transmission circuit of microwave band.

CONSTITUTION: The length from a short-circuited termination of a branch line of the coaxial stub to its branching point and the length of a section 33 of a low impedance tying the input and output terminal of the coaxial stub are selected to 1/4 and 1/2 of the coaxial waveguide length. Now, the operating center frequency is demoted as F0, an operating frequency lower than the F0, as F1 and an operating frequency higher than the F0, as F2. The phase of an admittance Ys of a part of an input side of $\lambda/4$ at a low impedance at the frequency F1 lower than the F0 is rotated by $\pi F_0/F_1$ radians and the Ys is converted into a capacitive admittance at a branching point 37. On the contrary, the admittance y1 when viewing the branch line from the branching point is inductive. Thus, the matching is attained at the input frequency F1 or F2.

⑪ 公開特許公報 (A)

昭59-90401

⑫ Int. Cl.³
H 01 P 1/18

識別記号

府内整理番号
7741-5 J

⑬ 公開 昭和59年(1984)5月24日

発明の数 1
審査請求 未請求

(全 4 頁)

⑭ 同軸形移相器

号日本電気エンジニアリング株
式会社内

⑫ 特 願 昭57-200119

⑪ 出願人 日本電気株式会社

⑬ 出願 昭57(1982)11月15日

東京都港区芝5丁目33番1号

⑭ 発明者 飯田光元

⑪ 出願人 日本電気エンジニアリング株式

東京都港区芝五丁目33番1号
日本電気株式会社内会社
東京都港区西新橋3丁目20番4号

⑭ 発明者 上田澄生

⑪ 代理人 弁理士 芦田坦 外2名

東京都港区西新橋3丁目20番4号

明細書

1. 発明の名称

同軸形移相器

に関する。

2. 特許請求の範囲

1. 入力中心周波数における管内波長の4分の1の長さを有する終端の短絡された同軸線路が同じく入力中心周波数における管内波長の2分の1の長さを有する入出力用同軸線路の中央部から分岐されてなるスタブと、該入出力用同軸線路の入力端側および出力端側の少なくとも一方に、互に内部導体および外部導体の径にそれ段差をつけて滑動自在に接続され、^{接続され}線路長の可変される線路長可変用同軸線路とによって構成されたことを特徴とする同軸形移相器。

この種、同軸形移相器としては、従来からいくつかの形式のものが知られている。例えば、誘電体板を用いた同軸形移相器は、移相器を可変するための誘電体板や、この誘電体板を挿入する溝穴のために伝送特性の劣化を生ずるという欠点がある。また、2つの同軸線路の内部導体および外部導体の径のそれぞれに段差をつけて、これ等2つの同軸線路を互に挿入し合うことによって接觸部の長さを可変し、移相器を調節するようにした移相器があるが、これは接觸部分の径の不連続によりVSWR特性の劣化を招くという欠点がある。

したがって、本発明の目的はVSWR特性を劣化させることなく、連続的に移相器を可変することのできる同軸形移相器を提供することにある。

本発明によれば、入力中心周波数における管内波長の4分の1の長さを有する終端の短絡された同軸線路が同じく入力中心周波数における

3. 発明の詳細な説明

本発明は、マイクロ波帯における伝送回路の信号位相を可変することのできる同軸形移相器

管内波長の2分の1の長さを有する入出力用同軸線路の中央部から分岐されてなるスタブと、該入出力用同軸線路の入力端側および出力端側の少なくとも一方に、互に内部導体および外部導体の径にそれぞれ段差をつけて摺動自在に挿入される線路長の可変される線路長可変用同軸線路とによって構成されたことを特徴とする同軸形移相器が得られる。

ここで、本発明との差異を明確にするため、従来の同軸形移相器について図面を参照して説明する。

第1図は、同軸伝送線路に適用し、伝送波の位相をシフトする手段として誘電体板を用いた同軸形移相器の従来例を断面図により示したものである。この図において、11および12は同軸伝送線路を構成するそれぞれ外部導体および内部導体、13は誘電体板である。誘電体板13は外部導体11に設けられたスリットを介して、その挿入長を可変できるように組込まれている。このような構成によれば、スリットを

通して内部に挿入された誘電体板13により、伝搬波は同軸伝送線路内の電界分布との結合により伝搬速度に変化が与えられる。したがって、この同軸形移相器は、その機械的寸法を変化させることなく等価率に線路の電気長を可変することができるが、前述のごとく伝送線路内の誘電体板13セスリットによるVSWR特性の劣化および伝送損失の増大を招くことになる。

第2図は、摺動形式による同軸形移相器の従来例を断面図により示したものである。この例は、ケースを兼ねた外部導体24と、その一面にある間隔をもって取付けられた2つのコネクタ23aおよび23bと、これ等コネクタの内部導体に直結された中心導体21aおよび21bと、中心導体21aおよび21bの径と段差をつけて電気的接触を保ちつつ摺動できるように挿入された中心導体22とによって構成されている。このような構成によれば、中心導体22を摺動させ、2つのコネクタ23aおよび23bの間の通路長を変化させることにより、移相

- 3 -

器として用いることができる。この種の同軸形移相器は、中心導体22のみを摺動させて競路の電気長を可変するので、外部導体24と中心導体22とから成る同軸線路のインピーダンスは、移相量を変化させるに従って変わり、結果としてこれに接続されている中心導体21a、21bと外部導体24とから成る同軸線路のインピーダンスにマッチングすることができず、中心導体21の摺動範囲全域にわたってVSWR特性を劣化させることになる。

次に、本発明の同軸形移相器について実施例を示し、図面を参照して説明する。

第3図は本発明による実施例の構造を側断面図で示したものである。図において、33および34は同軸形スタブを構成するそれぞれ中心導体および外部導体、31および32は同軸形スタブの入力端側に接続された同軸線路のそれぞれ中心導体および外部導体である。また、35および36は、同軸形スタブの出力端側に接続され、かつその接続部が同軸形スタブの内

部導体および外部導体の径にそれぞれ段差をつけて摺動できるように結合された同軸伝送線路のそれぞれ中心導体および外部導体である。このような構成において、同軸形スタブの分岐路の短絡された終端から分岐点までの長さおよび同軸形スタブの入出力端間を結ぶ低インピーダンスの区間の長さ(33の長さ)はそれぞれ入力中心周波数における同軸管内波長の $\frac{1}{4}$ および $\frac{1}{2}$ の長さに選定される。

いま、使用中心周波数を F_0 、 F_0 より低い使用周波数を F_1 、 F_0 より高い使用周波数を F_2 とし、それぞれの使用周波数における同軸管内波長を λ_0 、 λ_1 および λ_2 ($\lambda_0 > \lambda_1 > \lambda_2$)とする。また、第3図において、 Y_0 および Y_1 はそれぞれスタブの入力端および出力端から出力方向をみたアドミッタンス、 y_0 および y_0' はスタブの分岐路における分岐点37および38からそれぞれ出力方向を見たアドミッタンスである。なお、同軸線路31、32の入力側にはマイクロ波帯の電源、同軸線路35、36の出力側には整合負

- 4 -

荷が接続されているものとする。ここで、まず中心周波数 F_0 が与えられた場合の動作を考えてみると、低インピーダンスのスタブ区間における入力端アドミッタンス Y_0 は、位相が 2π ラジアン回転されてアドミッタンス Y_1 に変換される。すなわち、入力アドミッタンス Y_0 は出力アドミッタンス Y_1 と等しくなり、完全に整合状態を示す。

次に、 F_0 より低い周波数 F_1 においては、アドミッタンス Y_0 は低インピーダンスの区間ににおける入力側 $\lambda_0/4$ の長さの部分において、その位相が $\pi \cdot \frac{F_0}{F_1}$ ラジアン回転され、分岐点 37 において容量性アドミッタンスに変換される。ところが、スタブの入力側の長さは $\lambda_0/4$ であるから、 F_1 における同軸管内波長の $\frac{1}{4}$ の長さより短いために、分岐点より分岐路をみたアドミッタンス y_1 は誘導性となる。したがって、分岐点 37 のアドミッタンス y_0 に並列のインダクタが加わって、 y_0 と y_1 との合成アドミッタンス y_0' となる。更に、 y_0' は低インピーダンス

- 7 -

説明したが、スタブの入力端側、あるいは両側に設けてもよいことは言うまでもない。また、同軸線路の接続方法として、チョーク結合を用いて電気的接觸を保ちつつ接続部を伸縮することもできる。

更に、上記実施例においては、同軸線路の外部導体に円形断面のものを用いたが、その他、方形や矩形断面のものを用いても所要の目的を達成することができる。

以上の説明により明らかのように、本発明によれば、4分の1波長の分岐線路を有する同軸形スタブを設け、該スタブの入出力端の少なくとも一方に線路長可変用の同軸伝送線路を摺動自在に接続することによって、その接続部に特性アドミッタンスの不連続が生ずるも、使用周波数帯域におけるVSWR特性に劣化を与えることなく入力信号の位相をシフトさせることができるのであるから、特に大電力マイクロ波の伝送が反射や漏洩などの損失なく移相できる点において性能上に得られる効果は大きい。

の出力側における $\lambda_0/4$ の長さによりその位相を回転させて Y_1 となる。この結果、入力周波数 F_1 においても整合を得ることができる。この動作は入力周波数 F_2 の場合についても同様に考えることができる。

上記の動作によって判るように、同軸形スタブの中心導体と外部導体の径で決まるアドミッタンスと同軸伝送線路のアドミッタンスとが異なっていても、使用周波数帯域内で整合を得ることが可能となる。このことは、本発明による同軸形移相器が、同軸形スタブとその入出力端側に接続される同軸伝送線路との接続部に特性アドミッタンスに不連続を与えるような摺動機能を設けるも、VSWR特性に劣化を生ぜしめないことを意味し、結果として同軸伝送線路の電気的な接觸部を伸縮することにより、位相のみ変えられる移相器として動作させることができる。

なお、上記の実施例においては、スタブの出力端側に線路長可変手段を設けた場合について

- 8 -

4. 図面の簡単な説明

第1図は誘電体板を用いた従来の同軸形移相器の構造例を示す側断面図、第2図は摺動形式による従来の同軸形移相器の構造を示す断面図、第3図は本発明による同軸形移相器の実施例の構造を示す側断面図である。

図において、31、33、35は同軸線路の中心導体、32、34、36は同軸線路の外部導体である。

代理人 (712) 特許士 後藤洋介

